

X 波段长脉冲同轴多注相对论速调管放大器的分析与设计

刘振帮^{1)2)†} 金晓²⁾ 黄华²⁾ 陈怀璧¹⁾

1) (清华大学工程物理系, 北京 100084)

2) (中国工程物理研究院应用电子学研究所高功率微波技术实验室, 绵阳 621900)

(2011 年 9 月 22 日收到; 2011 年 11 月 1 日收到修改稿)

为了提高相对论速调管放大器的工作频率、输出功率以及转换效率, 结合三重轴相对论速调管和多注速调管的特点, 采用三维电磁粒子模拟软件分析与设计了工作在 X 波段的长脉冲同轴多注相对论速调管放大器, 通过优化设计有效地抑制了 X 波段长脉冲相对论速调管放大器的自激振荡, 避免了脉冲缩短现象的产生, 使 X 波段相对论速调管放大器在长脉冲状态下能够稳定工作, 在注入微波功率为 70 kW、束压为 600 kV、束流为 5 kA、轴向引导磁感应强度为 0.8 T 的条件下, 输出微波功率达到了 1.23 GW, 效率为 41%, 增益为 42 dB.

关键词: 相对论速调管放大器, X 波段, 同轴多注, 脉冲缩短

PACS: 84.40.Fe, 41.20.-q, 41.20.jb, 52.59.Ye

1 引言

相对论速调管放大器 (relativistic klystron amplifier, RKA) 是一类非常重要的高功率微波器件, 在加速器、高功率雷达等领域上得到了广泛的应用 [1,2]. 在 RKA 中输入微波在输入腔作用间隙激发起微波场, 实现对电子束的调制, 调制的电子束再通过中间腔实现进一步的调制, 最后在输出腔中换能, 实现微波输出. 其优点是物理过程简单, 谐振腔之间微波被漂移管隔断, 自激振荡的过程易于抑制. 但是对于常规结构的 RKA, 由于空间电荷限制流, 对一定结构尺寸的漂移管存在传输束流的上限值 [3]; 另一方面漂移管须对工作频率处的微波截止, 因此高频段 RKA 的漂移管半径很小, 限制了常规结构 RKA 向更高工作频率和更高输出功率的方向发展. 为了提高 RKA 的工作频率与输出功率上限, Friedman 等 [4] 提出了三重轴相对论速调管放大器

(tri-axial relativistic klystron amplifier, TRKA). 理论上, 只要同轴漂移管内外导体间距足够小, TRKA 就可以截止所有的横磁波, 因而其工作频率没有上限, 即对于高频段 TRKA 也能够采用较大的漂移管半径, 从而可提高传输束流的上限值. 但是大半径的 TRKA 不能够截止横电磁波及高阶的横电磁波, 容易产生自激振荡, 使得实验效率较低 [5]. 为了提高 RKA 的工作频率、输出功率以及转换效率, 本文结合 TRKA 和多注 RKA 的特点, 模拟设计了工作在 X 波段的长脉冲同轴多注 RKA, 并对同轴结构与圆柱结构中电子束的空间电荷限制流和可提取的最大能量转换效率进行对比分析, 分析结果表明同轴结构具有更高的空间电荷限制流, 并且更有利于电子束能量转换为微波能量, 可以提高 RKA 的转换效率. 采用三维电磁粒子模拟软件对工作频率为 9.37 GHz 的同轴多注 RKA 的高频系统进行了优化设计, 有效地抑制了 X 波段长脉冲 RKA 的自激振荡, 避免了脉冲缩短现象的产生, 使 X 波段 RKA 在长脉冲状态下能够稳定工作, 模

† E-mail: liuzb08@gmail.com

拟实现了 X 波段 RKA 长脉冲 GW 级的微波功率输出.

2 电子束在漂移管中的空间电荷限制流

电子束在圆柱漂移管和同轴漂移管中的传输

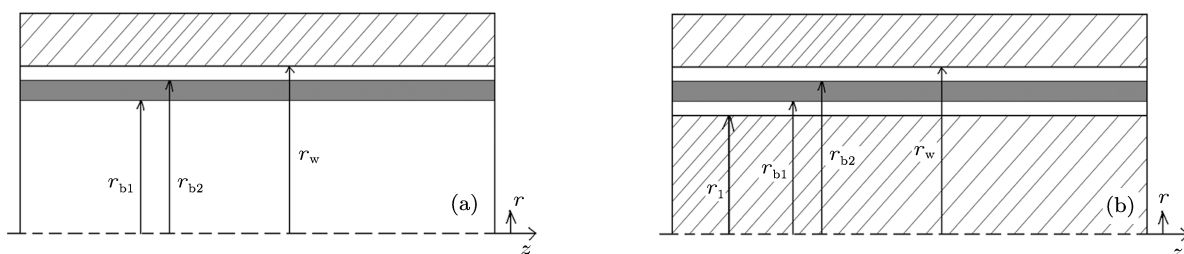


图 1 电子束传输模型 (a) 圆柱漂移管; (b) 同轴漂移管

在 $r_i < r < r_{b1}$ 的区域,

$$\varphi_1(r) = \frac{r_i \sigma_0}{\varepsilon_0} \ln \frac{r_i}{r}; \quad (1)$$

在 $r_{b1} < r < r_{b2}$ 区域,

$$\begin{aligned} \varphi_2(r) = & -\frac{\rho_0}{4\varepsilon_0} r^2 - \frac{-\rho_0 r_{b1}^2 + 2\sigma_0 r_i}{2\varepsilon_0} \ln r \\ & + \frac{\rho_0(r_{b2}^2 - r_{b1}^2) + 2\sigma_0 r_i}{2\varepsilon_0} \ln \frac{r_w}{r_{b2}} \end{aligned}$$

$$+ \frac{\rho_0}{4\varepsilon_0} r_{b2}^2 - \frac{-\rho_0 r_{b1}^2 + 2\sigma_0 r_i}{2\varepsilon_0} \ln r_{b2}; \quad (2)$$

在 $r_{b2} < r < r_w$ 区域,

$$\varphi_3(r) = \frac{\rho_0(r_{b2}^2 - r_{b1}^2) + 2\sigma_0 r_i}{2\varepsilon_0} \ln \frac{r_w}{r}. \quad (3)$$

(1), (2), (3) 式中 ε_0 为真空介电常数, 由势函数在 $r = r_{b1}$ 处连续的条件, $\varphi_1(r_{b1}) = \varphi_2(r_{b1})$ 可得到内导体外表面的感应电荷面密度 σ_0 与束流的电荷密度 ρ_0 之间的关系式为

$$\sigma_0 = \frac{\frac{\rho_0(r_{b2}^2 - r_{b1}^2)}{4} - \frac{\rho_0 r_{b1}^2}{2} \ln \frac{r_{b2}}{r_{b1}} + \frac{\rho_0(r_{b2}^2 - r_{b1}^2)}{2} \ln \frac{r_w}{r_{b2}}}{r_i \ln \frac{r_i}{r_w}}. \quad (4)$$

根据能量守恒定律, 在束流的截面上, 电子动能和势能之和应该等于电子的初始注入能量, 即

$$(\gamma_0 - 1)m_0 c^2 + |e\varphi_2(r)| = (\gamma_{inj} - 1)m_0 c^2, \quad (5)$$

式中 γ_0 为相对论因子, m_0 为电子的静止质量, e 为电子的电荷量, c 为真空中的光速, γ_{inj} 为电子初始注入的归一化能量. 受到空间电荷场作用后电子的速度 v_0 为

$$v_0 = c \left(1 - \frac{1}{\gamma_0} \right)^{1/2}$$

模型如图 1 所示, 电子束在纵向引导磁场的作用下在漂移管中传输, $r = r_{b1}$, $r = r_{b2}$ 分别为电子束的内外半径, $r = r_i$, $r = r_w$ 分别为漂移管的内外半径, 并且漂移管内外导体均接地.

设定电子束的电压为 V_0 , 电子束的束流为 I_0 , 束流的电荷密度为 ρ_0 , 同轴漂移管内导体外表面的感应电荷面密度为 σ_0 , 对于同轴结构由高斯定律及边界条件可得三个区域内的电势分布为:

$$= c \left[1 - \left(\gamma_{inj} - \frac{|e\varphi_2(r)|}{m_0 c^2} \right)^{-2} \right]^{1/2}. \quad (6)$$

为了使问题简化, 考虑无限薄电子束的情况, 此时对 (4) 式求极限, 可化简为

$$\sigma_0 = -\frac{I_0 \ln \frac{r_w}{r_{b2}}}{2\pi v_0 r_i \ln \frac{r_w}{r_i}}. \quad (7)$$

电子的势能 E_p 为

$$E_p = |e\varphi(r_{b2})|$$

$$= \frac{|eI_0|}{2\pi\epsilon_0 v_0} \left(\frac{1}{\ln \frac{r_{b2}}{r_i}} + \frac{1}{\ln \frac{r_w}{r_{b2}}} \right)^{-1}. \quad (8)$$

在 $r = r_{b2}$ 处, 由 (5) 式和 (8) 式可得如下关系式:

$$\begin{aligned} & \frac{e\varphi(r_{b2})}{m_0 c^2} \sqrt{1 - \left(\gamma_{inj} - \frac{e\varphi(r_{b2})}{m_0 c^2} \right)^{-2}} \\ &= \frac{e}{2\pi\epsilon_0 m_0 c^3} I_0 \left(\frac{1}{\ln \frac{r_{b2}}{r_i}} + \frac{1}{\ln \frac{r_w}{r_{b2}}} \right)^{-1}. \end{aligned} \quad (9)$$

对于设定的注入能量 γ_{inj} 以及漂移管的内外半径, (9) 式左边部分可以看成是 $\frac{e\varphi(r_{b2})}{m_0 c^2}$ 的函数, 令其导数为零, 可求出当 $\frac{e\varphi(r_{b2})}{m_0 c^2} = \gamma_{inj} - \gamma_{inj}^{1/3}$ 时, (9) 式左边部分达到极大值为 $(\gamma_{inj}^{2/3} - 1)^{3/2}$, 此时相应的电流即为无限薄空心电子束在同轴漂移管中的空间电荷限制流

$$\begin{aligned} I_{scl} &= \frac{2\pi\epsilon_0 m_0 c^3}{e} \left(\frac{1}{\ln \frac{r_{b2}}{r_i}} + \frac{1}{\ln \frac{r_w}{r_{b2}}} \right) \\ &\times (\gamma_{inj}^{2/3} - 1)^{3/2}. \end{aligned} \quad (10)$$

而空心漂移管中的无限薄空心电子束的空间电荷限制流为 [6]

$$I_{scl} = \frac{2\pi\epsilon_0 m_0 c^3}{e} \left(\ln \frac{r_w}{r_{b2}} \right)^{-1} (\gamma_{inj}^{2/3} - 1)^{3/2}. \quad (11)$$

当漂移管的外半径 r_w 相等, 并且电子束的半径也相等时, 在设计的参数条件下, 两种结构中电子束的空间电荷限制流 I_{scl} 随电子束电压 V_0 的变化如图 2 所示.

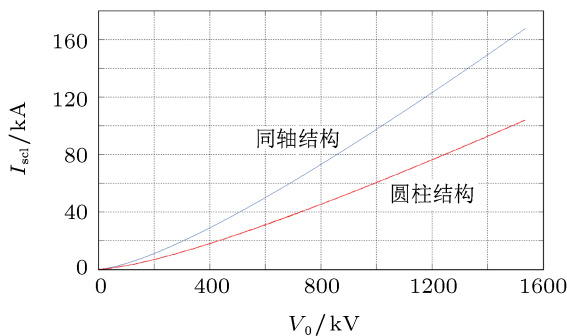


图 2 空间电荷限制流随电子束电压的变化

由 (10) 式与 (11) 式的对比以及图 2 可知, 电子束在同轴漂移管中的空间电荷限制流要大于其在圆柱漂移管中的空间电荷限制流.

由 (6) 式可以推导出电子束穿过同轴漂移管而不造成电子反射的最低能量 γ_{min} 为:

同轴漂移管,

$$\begin{aligned} \gamma_{min}^{2/3} &= \left(I_{peak}/8.5kA \cdot (1/\ln(r_{b2}/r_i) \right. \\ &\quad \left. + 1/\ln(r_w/r_{b2})) \right)^{2/3} + 1; \end{aligned} \quad (12)$$

而圆柱漂移管的 γ_{min} 为 [6]

$$\gamma_{min}^{2/3} = \left(\frac{I_{peak}}{8.5kA} \ln \frac{r_w}{r_{b2}} \right)^{2/3} + 1. \quad (13)$$

(12) 式与 (13) 式中 I_{peak} 为包括电子束直流电流和射频电流的峰值电流.

在输出腔中电子束能量转换为微波能量的转换效率 η_0 为 [6]

$$\eta_0 = \frac{m_0 c^2 I_1}{2e V_0 I_0} k (\gamma_{inj} - \gamma_{min}), \quad (14)$$

上式 I_1 为基波调制束流, k 为输出腔的提取效率. 在设定的结构参数下, 当电子束电压 V_0 为 600 kV, 基波束流调制深度 I_1/I_0 为 100%, 输出腔的提取效率 k 为 50% 时, 两种结构的能量转换效率 η_0 随电子束束流 I_0 的变化如图 3 所示. 对于电子束束流为 5 kA 的情况, 圆柱结构的转换效率为 35.2%, 而同轴结构的转换效率为 41.2%. 由 (12) 式与 (13) 式以及图 3 可知, 电子束穿过同轴漂移管所需要的最低能量小于其穿过圆柱漂移管所需要的最低能量, 从而使得同轴结构的微波提取腔具有更高的转换效率.

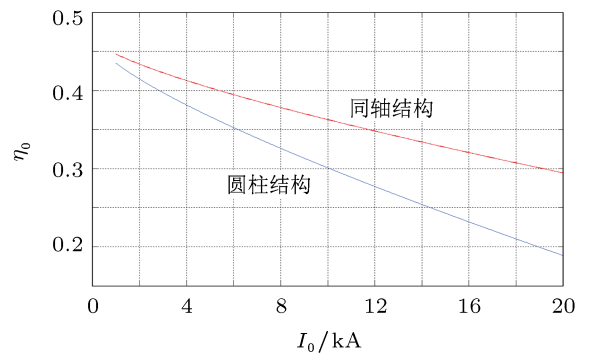


图 3 转换效率随电子束电流的变化

3 X 波段同轴多注 RKA 的模拟设计

与圆柱结构相比较, 在相同的外径尺寸下同轴结构具有更高的空间电荷限制流以及更有利于电

子束能量转换为微波能量, 可以提高 RKA 的输出效率, 因此设计采用同轴结构的 RKA, 并采用三维电磁粒子模拟计算软件对同轴多注 RKA 进行粒子模拟研究, 对于 RKA 的模拟设计, 该计算软件模拟计算得到的结果与实验结果很接近 [7].

初始设计时, 考虑到实验室现有的 X 波段微波种子源输出功率仅有 70 kW, 输出功率较小, 为了提高 RKA 的增益和输出功率, 采用两个中间腔结构 [8], 三维粒子模拟模型的纵向剖面图和漂移管的横向剖面图以及束流轨迹如图 4 所示, 将电子束分为了 8 束.

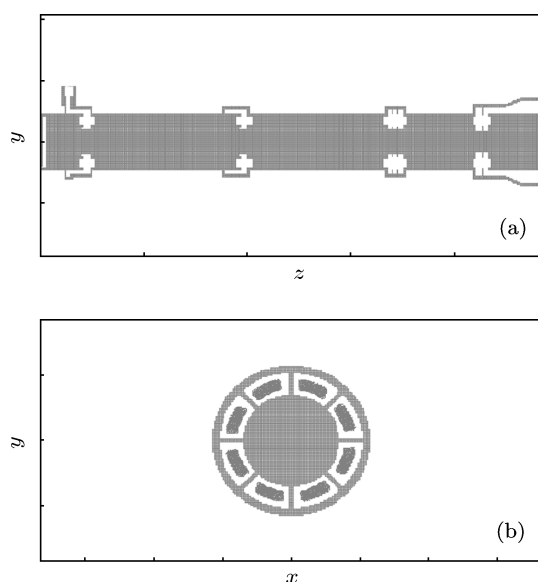


图 4 腔体剖面图和漂移管截面及粒子轨迹 (a) 腔体 Y-Z 剖面图; (b) 漂移管 X-Y 截面及粒子轨迹

三维粒子模拟的参数为: 输入微波功率为 70 kW, 输入微波频率为 9.37 GHz, 束压为 600 kV, 束流为 5 kA, 轴向引导磁感应强度为 0.8 T, 并且引导磁场的区域包括阴极. 由于下一阶段目标需求需要 X 波段 RKA 输出微波的有效脉冲宽度大于 100 ns, 因此对长脉冲工作状态下的 RKA 进行了模拟设计, 输出微波 P_{out} 随时间 t 的变化如图 5 所示.

由图 5 可知输出微波的功率为 1.1 GW, 但此时输出微波存在比较严重的脉冲缩短现象, 有效的脉冲宽度只有 80 ns, 达不到设计的要求. 对 $t = 120$ ns 时的电子相空间图进行观测, 如图 6 所示, 图中的 a, b, c 分别对应两个中间腔以及输出腔间隙的位置. 由图 6 可知, 此时存在很严重的电子反射问题. 同

时对输入腔微波输入端口间隙的电压 V_{in} 进行监测, 并作频谱分析, 输入腔微波输入间隙的电压波形以及频谱分析如图 7 所示.

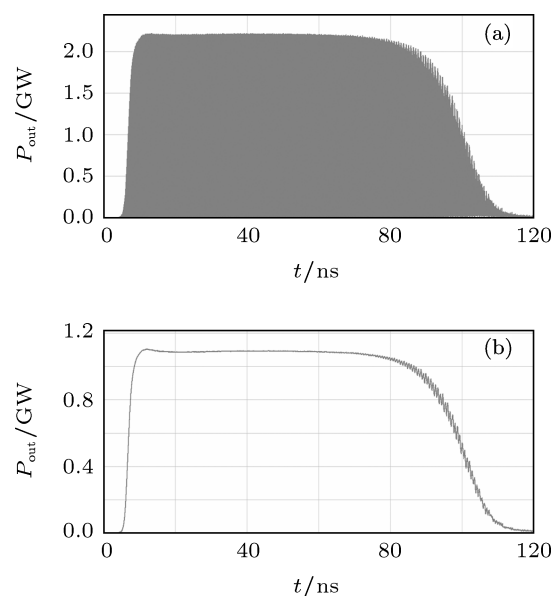


图 5 输出微波随时间的变化 (a) 微波波形; (b) 微波功率

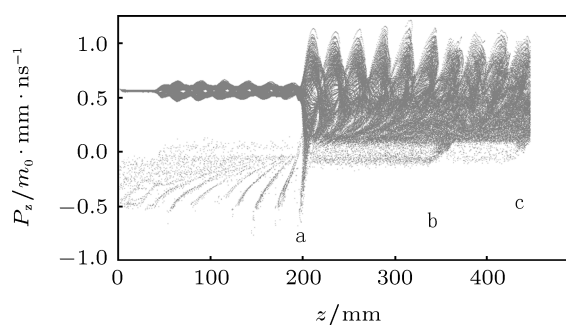


图 6 电子相空间图

由图 7 可知在时间 t 大于 80 ns 时, 出现了振荡现象, 由频谱分析的结果可得两个主要的振荡频率峰位分别为 5.42 GHz 和 18.74 GHz, 其中 18.74 GHz 为 RKA 工作频率的二倍频. 对输入腔各个模式进行分析, 发现 5.42 GHz 为某一角向非均匀模式的谐振频率. 对两个中间腔以及输出腔束波相互作用间隙的电压进行监测, 发现其间隙电压均比较高, 接近电子束的电压, 并且由 $t = 120$ ns 的电子相空间图可知, 电子束在经过中间腔以及输出腔间隙时均发生了一定量的电子反转, 反转的电子在轴向引导磁场的约束下会经过中间腔又回到输入腔, 电子在反射经过中间腔和输入腔间隙时会受到各次谐波的

调制, 而所设计漂移管的截止频率为 10 GHz, 对二次谐波是不截止的, 因此易形成自激振荡, 从而使器件无法正常稳定工作.

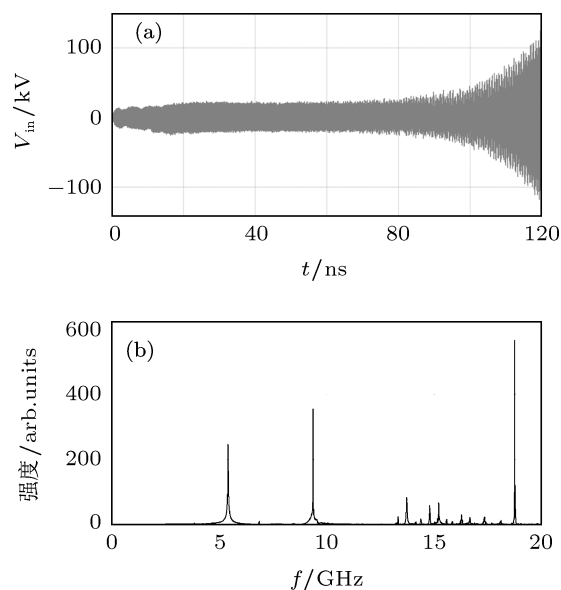


图7 微波输入间隙电压 (a) 电压波形; (b) 电压频谱

为了使 X 波段 RKA 能够在长脉冲状态下稳定工作, 对 RKA 的高频系统进行了优化设计. 1) 采用较大半径的漂移管结构, 由之前的理论分析可知, 增大 RKA 的漂移管半径和电子束的半径可以减少电子的势能, 增大电子的动能, 则在相同的间隙电压情况下, 可以减少反射电子的数量. 2) 增大电子束的厚度, 以减小电子束的空间电荷密度, 从而减弱空间电荷效应的影响. 3) 采用腔体较长的过模输入腔, 使耦合孔远离相互作用间隙, 腔体的外径与内径更加靠近, 以便减小耦合孔对输入腔束波相互作用间隙工作模式的影响, 抑制角向非均匀模式的建立 [9]. 4) 只采用一个中间腔结构, 并且输入腔和中间腔采用不同腔长的工作模式以减弱 RKA 中电子束的谐波调制, 从而抑制自激振荡的产生, 同时为了保证 X 波段 RKA 的增益和微波输出功率, 将电子束分为了 12 束, 以降低电子束的导流系数, 同时对谐振腔的间隙尺寸与结构进行优化 [10], 保证电子束的调制深度. 优化设计 X 波段 RKA 的纵向剖面图和漂移管的横向剖面图以及束流轨迹如图 8 所示.

三维粒子模拟所设定的参数与之前的参数相同. 输出微波 P_{out} 随时间 t 的变化如图 9 所示.

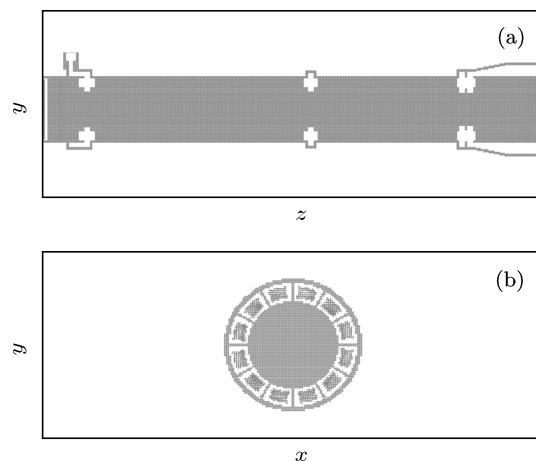


图8 腔体剖面图和漂移管截面及粒子轨迹 (a) 腔体 Y-Z 剖面图; (b) 漂移管 X-Y 截面及粒子轨迹

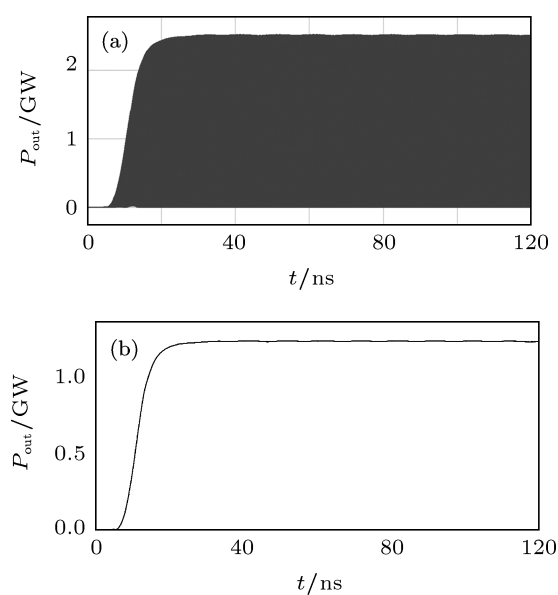


图9 输出微波随时间的变化 (a) 微波波形; (b) 微波功率

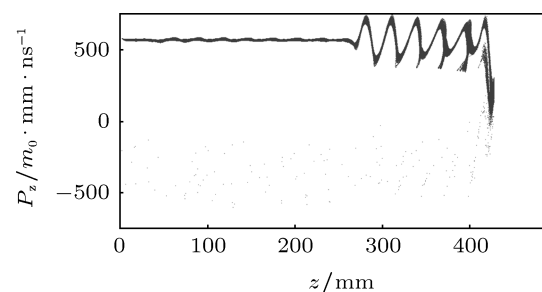


图10 电子相空间图

由图 9 可知优化设计后的 RKA 在 120 ns 的时间内能够实现微波的稳定输出, 没有出现脉冲缩短现象, 满足设计的要求. 输出微波的功率为 1.23 GW. 同时对对 $t = 120$ ns 时的电子相空间

图进行观测,如图 10 所示. 由图 10 可知此时仅在输出腔间隙存在少量的电子反射. 对输出腔微波输出间隙处的电压 V_{out} 进行监测,如图 11 所示.

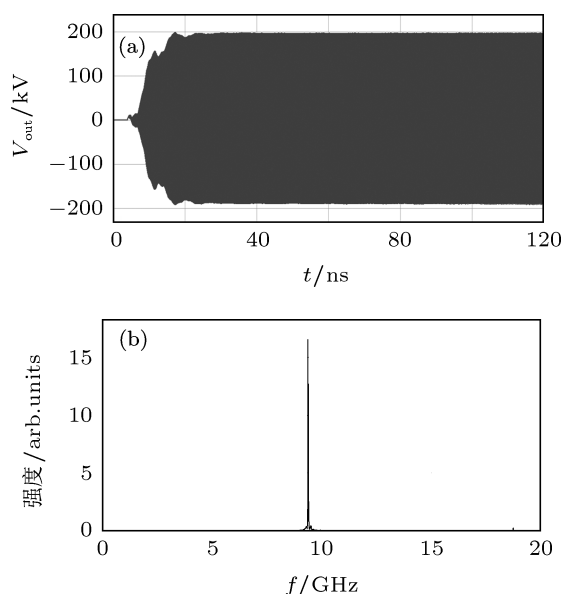


图 11 微波输出间隙电压 (a) 电压波形; (b) 电压频谱

由图 11 可知输出微波频谱很纯,没有其他的杂频分量.

4 结 论

分析了同轴结构与圆柱结构中电子束的空间电荷限制流和可提取的最大能量效率,分析结果表明同轴结构更有利于电子束能量转换为微波能量,可以提高 RKA 的转换效率. 结合 TRKA 和多注 RKA 的优点,采用三维电磁粒子模拟软件对工作频率为 9.37 GHz 的 X 波段长脉冲同轴多注 RKA 进行了模拟研究,并通过优化设计有效抑制了 RKA 的自激振荡,避免了脉冲缩短现象的产生,使 RKA 在长脉冲状态下能够稳定工作,在输入微波功率为 70 kW、输入微波频率为 9.37 GHz、电子束束压为 600 kV、束流为 5 kA、轴向引导磁感应强度为 0.8 T 的条件下,输出微波功率达到了 1.23 GW,效率为 41%,增益为 42 dB. 后续的实验研究还在进行中.

- [1] Benford J, Swegle J A 2008 *High Power Microwave Second Edition* (Beijing: National Defense Industry Press) pp293—335 (in Chinese) [Benford J, Swegle J A 2008 高功率微波 (第二版)(中译本)(北京: 国防工业出版社) 第 293—335 页]
- [2] Robert J B, Edl S 2005 *High Power Microwave Sources and Technologies* (BeiJing: Tsinghua university Press) pp57—63 (in Chinese) [Robert J B, Edl S 2005 高功率微波源与技术 (中译本)(北京: 清华大学出版社) 第 57—63 页]
- [3] Friedman M, Krall J, Lau Y Y, Serlin V 1988 *J. Appl. Phys.* **64** 3353
- [4] Friedman M, Pasour J, Smithe D 1999 *The American Institute of Physics Conf. Proc* **474** 373
- [5] Pasour J, Smithe D, Ludeking L 2003 *The American Institute of Physics Conf. Proc* **691** 141
- [6] Carlsten B E, Faehl R J 1994 *IEEE Transactions on Plasma Science* **22** 719
- [7] Huang H, Meng F B, Fan Z K, Li Z H 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 5344 (in Chinese) [黄华, 孟凡宝, 范植开, 李正红 2006 物理学报 **55** 5344]
- [8] Xie J L, Zhao Y X 1966 *Bunching Theory of Klystron* (Beijing: Science Press) pp123—131 (in Chinese) [谢家麟, 赵永翔 1966 速调管群聚理论 (北京: 科学出版社) 第 123—131 页]
- [9] Huang H, Fan Z K, Tan J, Ma Q S, Gan Y Q, Chang A B 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 1129 (in Chinese) [黄华, 范植开, 谭杰, 马乔生, 甘延青, 常安碧 2004 物理学报 **53** 1129]
- [10] Huang H, Luo X, Lei L R, Luo G Y, Zhang B Z, Jin X, Tan J 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 1907 (in Chinese) [黄华, 罗雄, 雷禄容, 罗光耀, 张北镇, 金晓, 谭杰 2010 物理学报 **59** 1907]

Analysis and design of X-band coaxial multi-beam relativistic klystron amplifier

Liu Zhen-Bang^{1)2)†} Jin Xiao²⁾ Huang Hua²⁾ Chen Huai-Bi¹⁾

1) (Department of Engineering Physics, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

2) (Institute of Applied Electronics, China Academy of Engineering Physics, Mianyang 621900, China)

(Received 22 September 2011; revised manuscript received 1 November 2011)

Abstract

The space charge limiting current in cylinder drifting tube and coaxial drifting tube and the energy that could be obtained and also the restrict magnetic field are analyzed, and the results show that it is propitious to change the energy of electron beam into microwave power in the coaxial conduit. The advantages of the tri-axial relativistic klystron amplifier and the multi-beam klystron amplifier are analyzed, then an X-band coaxial multi-beam relativistic klystron amplifier is designed by using a three-dimensional particle simulation software, and the transmittion and the bunching of electron beam are analyzed. A 1.23 GW averaged microwave power over the oscillator period is generated by simulation with 600 kV electron beam voltage, 5 kA current and 0.8 T leading magnetic field density, the frequency is 9.37 GHz and the efficiency is 41%.

Keywords: relativistic klystron amplifier, X-band, coaxial multi-beam, pulse shortening

PACS: 84.40.Fe, 41.20.-q, 41.20.jb, 52.59.Ye

† E-mail: liuzb08@gmail.com